

2
日本国特許庁 1-29-02
JAPAN PATENT OFFICE

1c971 U.S. PTO
10/026614
12/27/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日

Date of Application:

2001年 5月14日

出願番号

Application Number:

特願2001-143878

出願人

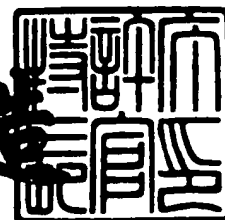
Applicant(s):

株式会社日立国際電気

2001年 8月24日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3076894

【書類名】 特許願

【整理番号】 KEIM1303

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 3/10

【発明者】

【住所又は居所】 東京都中野区東中野三丁目 1 4 番 2 0 号 株式会社日立
国際電気内

【氏名】 内藤 昌志

【発明者】

【住所又は居所】 東京都中野区東中野三丁目 1 4 番 2 0 号 株式会社日立
国際電気内

【氏名】 川原 伸章

【特許出願人】

【識別番号】 000001122

【氏名又は名称】 株式会社日立国際電気

【代理人】

【識別番号】 100097250

【弁理士】

【氏名又は名称】 石戸 久子

【選任した代理人】

【識別番号】 100101111

【弁理士】

【氏名又は名称】 ▲橋▼場 満枝

【選任した代理人】

【識別番号】 100101856

【弁理士】

【氏名又は名称】 赤澤 日出夫

【電話番号】 03-3775-5391

【選任した代理人】

【識別番号】 100103573

【弁理士】

【氏名又は名称】 山口 栄一

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 038760

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 等化装置、受信装置、及び等化方法並びに受信方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 少なくとも 1 シンボルからなる既知のシンボルパターンが周期的に挿入された送信信号を検波した検波信号に対して等化を行う等化装置であって、

前記検波信号に基づいて前記シンボルパターンを検出することによりシンボルタイミングを再生するシンボルパターン同期手段と、

前記検波信号から一定間隔で取り出した信号及びウェイトを乗算することにより等化信号を得る等化手段と、

前記シンボルパターンに等しい参照信号を発生するシンボルパターン発生手段と、

前記参照信号から前記等化信号を減算することにより等化誤差を得る誤差演算手段と、

前記シンボルパターンのタイミングにおける前記検波信号及び前記等化誤差に基づいてウェイトを更新するウェイト更新手段と、

を備えたことを特徴とする等化装置。

【請求項 2】 請求項 1 に記載の等化装置であって、

前記ウェイト更新手段は、誤差電力最小アルゴリズムを用いて前記ウェイトを更新することを特徴とする等化装置。

【請求項 3】 少なくとも 1 シンボルからなる既知のシンボルパターンが周期的に挿入された送信信号をダイバーシチ受信する受信装置であって、

前記送信信号を受信する複数のアンテナと、

対応する前記アンテナからの受信信号に対して直交検波を行う複数の検波手段と、

対応する前記検波手段の出力を用いて等化を行う請求項 1 又は請求項 2 に記載の複数の等化装置と、

複数の前記等化装置の出力を選択する選択手段と、

該選択手段の出力に基づいてデータを判定するデータ判定手段と

を備えることを特徴とする受信装置。

【請求項 4】 少なくとも 1 シンボルからなる既知のシンボルパターンが周期的に挿入された送信信号をダイバーシチ受信する受信装置であって、

対応するアンテナからの受信信号に対して直交検波を行う複数の検波手段と、

複数の前記検波信号に基づいて前記シンボルパターンを検出することにより前記シンボルタイミングを再生するシンボルパターン同期手段と、

対応する前記検波手段の出力から一定間隔で取り出した信号及びウェイトを乗算することにより等化信号を得る 1 つ以上の等化手段と、

複数の前記等化信号の出力を合成する合成手段と、

前記シンボルパターンに等しい参照信号を発生するシンボルパターン発生手段と、

前記参照信号から前記等化信号を減算することにより等化誤差を得る誤差演算手段と、

前記シンボルパターンのタイミングにおいて、対応する前記検波信号及び対応する前記等化誤差に基づいてウェイトを更新する 1 つ以上のウェイト更新手段と

前記合成手段の出力に基づいてデータを判定するデータ判定手段と

を備えることを特徴とする受信装置。

【請求項 5】 請求項 4 に記載の受信装置であって、

前記ウェイト更新手段は、誤差電力最小アルゴリズムを用いて前記ウェイトを更新することを特徴とする受信装置。

【請求項 6】 少なくとも 1 シンボルからなる既知のシンボルパターンが周期的に挿入された送信信号を検波した検波信号に対して等化を行う等化方法であって、

前記検波信号に基づいて前記シンボルパターンを検出することによりシンボル同期位置の検波を行うステップにおいて、

前記検波信号の同期位置を検波した場合には、ウェイト更新を行い、前記ウェイト更新を基に等化処理を行い、

前記検波信号の同期位置を検波しない場合には、ウェイト更新を行わず、等化

処理を行うことを特徴とする等化方法。

【請求項 7】 請求項 6 に記載の等化方法であって、

前記ウェイト更新は、誤差電力最小アルゴリズムを用いて前記ウェイトを更新することを特徴とする等化方法。

【請求項 8】 少なくとも 1 シンボルからなる既知のシンボルパターンが周期的に挿入された送信信号をダイバーシチ受信する受信方法であって、

複数のアンテナにより前記送信信号を受信し、

対応する前記アンテナからの受信信号に対して複数の検波手段により直交検波を行い、

対応する前記検波手段の出力を用いて行われる請求項 6 又は請求項 7 に記載の等化方法であって、前記複数の検波手段に対応する複数の前記等化方法により得られる処理結果を選択し、

該選択された処理結果に基づいてデータを判定することを特徴とする受信方法。

【請求項 9】 少なくとも 1 シンボルからなる既知のシンボルパターンが周期的に挿入された送信信号をダイバーシチ受信する受信方法であって、

複数のアンテナにより前記送信信号を受信し、

対応する前記アンテナからの受信信号に対して複数の検波手段により直交検波を行い、

複数の前記検波信号に基づいて前記シンボルパターンを検出することによりシンボル同期位置の検波を行うステップにおいて、

前記検波信号の同期位置を検波した場合には、ウェイト更新を行い、前記ウェイト更新を基にそれぞれ等化処理を行い、それぞれの等化処理出力を合成し、

前記検波信号の同期位置を検波しない場合には、ウェイト更新を行わず、それぞれ等化処理を行い、それぞれの等化処理出力を合成することを特徴とする受信方法。

【請求項 10】 少なくとも 1 シンボルからなる既知のシンボルパターンが周期的に挿入された送信信号をダイバーシチ受信する受信方法であって、

複数のアンテナにより前記送信信号を受信し、

対応する前記アンテナからの受信信号に対して複数の検波手段により直交検波を行い、

複数の前記検波手段より出力される検波信号に基づいて前記シンボルパターンを検出することによりシンボル同期位置の検波を行うステップにおいて、

前記検波信号の同期位置を検波した場合には、それぞれ対応したウェイト更新を行い、前記ウェイト更新を基にそれぞれ等化処理を行い、それぞれの等化処理出力を合成し、

前記検波信号の同期位置を検波しない場合には、それぞれ対応したウェイト更新を行わず、それぞれ等化処理を行い、それぞれの等化処理出力を合成することを特徴とする受信方法。

【請求項 1 1】 請求項 9 又は請求項 1 0 に記載の受信方法であって、

前記ウェイト更新は、誤差電力最小アルゴリズムを用いて前記ウェイトを更新することを特徴とする受信方法。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1,】

【発明の属する技術分野】

本発明は、デジタル無線通信に関するもので、特にパイロットシンボル挿入型変調方式に導入する等化装置及び受信装置に関するものである。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

本発明が適用する変調方式であるパイロットシンボル挿入型変調方式は、例えば特公平 6 - 1 9 0 8 号公報で開示されている「伝送路歪補償方式」や、参考文献 1 : 電子情報通信学会論文誌 B - II Vol. J 7 2 - B - II No. 1 p p 7 - 1 5、1 9 8 9 年 1 月、三瓶他「陸上移動通信用 1 6 Q A M のフェージングひずみ補償方式」に示されている。この方式は、多値直交変調において、伝送路歪を測定するためにパイロットシンボルを挿入することにより、陸上移動通信に多値直交変調を適用することが可能となると共に、多値直交変調を用いることによる周波数の利用効率が向上するものである。以下、パイロットシンボル挿入型変調方式を P S I (Pilot Symbol Insertion) 変調方式と記す。

【 0 0 0 3 】

従来、QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 方式のような振幅成分にも情報を配分する方式は、移動通信では難しいとされていた。しかし、PSI変調方式は、誤り率特性の優れた同期検波型復調方式を陸上移動通信のフェージング環境下においても適用することを可能にした。また、PSI変調方式は、情報伝送に寄与しないパイロットシンボルを10%以下に抑えて実現する優れた方式である。

【 0 0 0 4 】

ここで、PSI変調方式の特徴であるフレームフォーマットについて説明する。図8は、PSI変調方式のフレームフォーマットを示す図である。1フレームは、送信すべきNシンボルの情報シンボルと、それに付随するPシンボルのパイロットシンボルとから構成される。ここで、 N/P を大きくとることにより、情報伝送効率 $N/(P+N)$ は向上する。PSI変調方式では、Pを1に、Nを16以上にすることができ、情報伝送効率 $N/(P+N)$ は $16/17$ 以上となり、100%に近い情報伝送効率を実現できる。

【 0 0 0 5 】

また、上記PSI変調方式に関連して、参考文献2：電子情報通信学会信学技報 RCS92-106 (1993-01) 三瓶他「16QAM/TDMA方式のシンボルタイミング再生方式」が提案されている。ここで用いられているMAM (Maximum Amplitude Method) は、最大振幅を示すサンプルを同期点とする方法である。既知のフレームシンボルが最大振幅であることを前提として、フレーム長が数十シンボル、オーバーサンプル数が32倍である場合、MAMにより良好な特性を得られることが、シミュレーション結果により確認されている。

【 0 0 0 6 】

また、トレーニング型等化器に関連して、参考文献3：電子情報通信学会信学技報 CS91-22 (1991-06) 三瓶「内挿処理による簡略化判定帰還型等化器」が提案されている。この提案によれば、TDMAバーストの先頭と後尾に設けたプリアンプル及びポストアンプルにおいてカルマンアルゴリズムを用いて最適タップ利得を求め、これらに挟まれたデータ部においては、トレーニング

グ部で求められたタップ利得の内挿によってタップ利得を求めることにより、等化に要する演算量を大幅に低減できる内挿型簡略化DFE (Decision Feedback Equalizer) を実現できる。

【0007】

次に、従来のフェージング歪み補償について図9と図10を用いて説明する。図9は、パイロットシンボル及び情報シンボルの波形を示す図である。図9の(a)は送信波形、図9の(b)は受信波形、図9の(c)は送信波形に対する受信波形の位相差及び位相差を補正した波形を示す。

【0008】

図9の(a)に示すように、送信側はパイロットシンボルと情報シンボルで構成されるフレームを周期的に送信する。(a)の上段は送信フレーム、下段は各シンボルを複素平面上で示したものである。これに対して、(b)に示すように、受信側はフェージング等の伝搬路変動により位相が変化した信号を受信する。1フレームがNシンボルで構成され、シンボルの順番を $m = 0 \sim (N - 1)$ で表すとする。 $m = 0$ 、Nはパイロットシンボルであり、 $m = 1 \sim (N - 1)$ は情報シンボルである。また、フレームの順番を i とし、受信信号を $R(i)$ で示す。

【0009】

図9の(c)に示すように、パイロットシンボルにおいて送信波形に対する受信波形の位相差から逆特性タップ $c(i)$ を求め、逆特性タップ $c(i)$ を受信信号 $R(i)$ に乗算することにより、受信波形の歪みが補償され送信波形の位相と等しくなる。図10は、従来のフェージング歪み補償のための回路構成の一例を示すブロック図である。このブロック図は、複数の遅延器501及び乗算器502の組み合わせで構成される。上述した計算に示されるように、乗算器502は、遅延器501で遅延された受信信号 $R(i)$ と、受信信号 $R(i)$ に対する逆特性タップ $c(i)$ を乗算し、歪み補償を行う。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、QAM方式のような多値符号化方式において、同一シンボル内のマッピング点との符号間距離は隣接しているため、シンボル同期ずれによる復

調誤り劣化の問題が発生する。図 1 1 は、1 6 Q A Mにおける直交復調前の送信アイパターンの一例を示す図である。図 1 1 は、複数のシンボルパターンについて 1 シンボル区間を重ねて書いたものであり、横軸は時間を示す。オーバーサンプル数は 8 倍である。また、ロールオフ率 $\alpha = 0.5$ である。

【 0 0 1 1 】

受信信号（図 1 1 の場合 4 値の符号）の符号判定を行う際に、シンボルタイミング、すなわち隣の符号との符号間距離が最も離れているタイミングでデータを復調すれば、雑音の影響が小さく、誤り率特性は最も良くなる。逆に、隣の符号との距離が狭いタイミング、すなわちシンボルタイミングからずれたタイミングでデータを復調すれば、雑音の影響が大きく、誤り率特性は悪くなる。

【 0 0 1 2 】

図 1 1 より、中心部のシンボルタイミングから左右に離れるに従って、符号間距離が狭まる（アイが閉じる）ことがわかる。また、中心部のシンボルタイミングから 1.5 サンプルずれると、雑音がない状態でもエラーフリーが実現できないことがわかる。中心部のシンボルタイミングから 1 サンプル（1 / 8 シンボル）ずれた状態においても、他の符号との符号間距離が狭く、雑音に対するマージンがほとんどないことがわかる。

【 0 0 1 3 】

図 1 2 は、誤り率特性のシミュレーション結果の一例を示す図である。図 1 2 の横軸は E_b/N_0 であり、縦軸は誤り率である。図 1 2 より、中心部のシンボルタイミングから 1 サンプル（1 / 8 シンボル）ずれたことによる誤り率特性の劣化は、誤り率 10^{-5} 点で 6 d B 以上となり、特にロールオフ率 α が小さい（狭帯域化した）場合に、劣化が大きくなることがわかる。これは、受信の A / D 変換のサンプリングレートをシンボルレートの何倍にとるか、すなわちオーバーサンプルレートによりシンボル同期ずれの精度が変わるため、より高いオーバーサンプルレートで信号処理することが要求される。

【 0 0 1 4 】

シンボル同期ずれの影響をなくすためには、通常、シンボルレートの 3 2 倍のオーバーサンプルレートで A / D 変換することが必要になる。しかし、信号処理

をDSPのようなプロセッサで行う場合、情報レート及びオーバーサンプルレートの増加は、プロセッサの要求処理能力の増加を招き、処理能力の限界で制約される。制約されたDSPの処理能力で情報レートを向上させるためには、オーバーサンプルレートを低くして実現できる等化方式が要求される。

【0015】

また、上述したトレーニング型等化器は、通常10シンボル以上のトレーニングパターンを必要とし、トレーニングパターン長の増加は情報レートの増加の妨げとなる。

【0016】

本発明は上述した課題に鑑みてなされたものであり、QAM方式の問題点である高いオーバーサンプルレートでのシンボル同期及び復調処理の欠点を改善するために、低いオーバーサンプルレート及び短い既知のシンボルパターンを用いても誤り率特性の劣化が少ない等化装置及び受信装置を提供することを目的とする。

【0017】

【課題を解決するための手段】

上述した課題を解決するため、本発明に係る等化装置は、少なくとも1シンボルからなる既知のシンボルパターンが周期的に挿入された送信信号を検波した検波信号に対して等化を行う等化装置であって、前記検波信号に基づいて前記シンボルパターンを検出することによりシンボルタイミングを再生するシンボルパターン同期手段と、前記検波信号から一定間隔で取り出した信号及びウェイトを乗算することにより等化信号を得る等化手段と、前記シンボルパターンに等しい参照信号を発生するシンボルパターン発生手段と、前記参照信号から前記等化信号を減算することにより等化誤差を得る誤差演算手段と、前記シンボルパターンのタイミングにおける前記検波信号及び前記等化誤差に基づいてウェイトを更新するウェイト更新手段とを備えたことを特徴とするものである。

【0018】

このような構成によれば、ウェイトの更新がシンボルパターン受信毎に行われることにより、フェージング等の緩やかな受信伝搬路の変動に追従することがで

き、DSPの信号処理量を大幅に削減することができる。

【0019】

また、本発明に係る等化装置において、前記ウェイト更新手段は、誤差電力最小アルゴリズムを用いて前記ウェイトを更新することを特徴とするものである。

【0020】

このような構成によれば、誤差電力最小アルゴリズムを用いることにより、タップ係数の精度及び収束速度が良くなる。

【0021】

また、本発明に係る受信装置は、少なくとも1シンボルからなる既知のシンボルパターンが周期的に挿入された送信信号をダイバーシチ受信する受信装置であって、前記送信信号を受信する複数のアンテナと、対応する前記アンテナからの受信信号に対して直交検波を行う複数の検波手段と、対応する前記検波手段の出力を用いて等化を行う請求項1又は請求項2に記載の複数の等化装置と、複数の前記等化装置の出力を選択する選択手段と、該選択手段の出力に基づいてデータを判定するデータ判定手段とを備えることを特徴とするものである。

【0022】

このような構成によれば、選択ダイバーシチ受信を行うことにより、フェージング伝搬路環境においても優れた受信品質を得られると共に、DSPの信号処理量を大幅に削減することができる。

【0023】

また、本発明に係る受信装置は、少なくとも1シンボルからなる既知のシンボルパターンが周期的に挿入された送信信号をダイバーシチ受信する受信装置であって、対応するアンテナからの受信信号に対して直交検波を行う複数の検波手段と、複数の前記検波信号に基づいて前記シンボルパターンを検出することにより前記シンボルタイミングを再生するシンボルパターン同期手段と、対応する前記検波手段の出力から一定間隔で取り出した信号及びウェイトを乗算することにより等化信号を得る複数の等化手段と、複数の前記等化信号の出力を合成する合成手段と、前記シンボルパターンに等しい参照信号を発生するシンボルパターン発生手段と、前記参照信号から前記等化信号を減算することにより等化誤差を得る

誤差演算手段と、前記シンボルパターンのタイミングにおいて、対応する前記検波信号及び対応する前記等化誤差に基づいてウェイトを更新する複数のウェイト更新手段と、前記合成手段の出力に基づいてデータを判定するデータ判定手段とを備えることを特徴とするものである。

【 0 0 2 4 】

このような構成によれば、合成ダイバーシチ受信を行うことにより、フェージング伝搬路環境において優れた受信品質を得られると共に、DSPの信号処理量を大幅に削減することができる。

【 0 0 2 5 】

また、本発明に係る受信装置において、前記ウェイト更新手段は、誤差電力最小アルゴリズムを用いて前記ウェイトを更新することを特徴とするものである。

【 0 0 2 6 】

このような構成によれば、誤差電力最小アルゴリズムを用いることにより、タップ係数の精度及び収束速度が良くなる。

【 0 0 2 7 】

また、本発明は、少なくとも1シンボルからなる既知のシンボルパターンが周期的に挿入された送信信号を検波した検波信号に対して等化を行う等化方法であって、前記検波信号に基づいて前記シンボルパターンを検出することによりシンボル同期位置の検波を行うステップにおいて、前記検波信号の同期位置を検波した場合には、ウェイト更新を行い、前記ウェイト更新を基に等化処理を行い、前記検波信号の同期位置を検波しない場合には、ウェイト更新を行わず、等化処理を行うことを特徴とするものである。

【 0 0 2 8 】

このような方法によれば、ウェイトの更新がシンボルパターン受信毎に行われることにより、フェージング等の緩やかな受信伝搬路の変動に追従することができ、DSPの信号処理量を大幅に削減することができる。

【 0 0 2 9 】

また、本発明に係る等化方法において、前記ウェイト更新は、誤差電力最小アルゴリズムを用いて前記ウェイトを更新することを特徴とするものである。

【 0 0 3 0 】

このような方法によれば、誤差電力最小アルゴリズムを用いることにより、タップ係数の精度及び収束速度が良くなる。

【 0 0 3 1 】

また、本発明は、少なくとも1シンボルからなる既知のシンボルパターンが周期的に挿入された送信信号をダイバーシチ受信する受信方法であって、複数のアンテナにより前記送信信号を受信し、対応する前記アンテナからの受信信号に対して複数の検波手段により直交検波を行い、対応する前記検波手段の出力を用いて行われる請求項6又は請求項7に記載の等化方法であって、前記複数の検波手段に対応する複数の前記等化方法により得られる処理結果を選択し、該選択された処理結果に基づいてデータを判定することを特徴とするものである。

【 0 0 3 2 】

このような方法によれば、選択ダイバーシチ受信を行うことにより、フェージング伝搬路環境において優れた受信品質を得られると共に、DSPの受信処理量を大幅に削減することができる。

【 0 0 3 3 】

また、本発明は、少なくとも1シンボルからなる既知のシンボルパターンが周期的に挿入された送信信号をダイバーシチ受信する受信方法であって、複数のアンテナにより前記送信信号を受信し、対応する前記アンテナからの受信信号に対して複数の検波手段により直交検波を行い、複数の前記検波信号に基づいて前記シンボルパターンを検出することによりシンボル同期位置の検波を行うステップにおいて、前記検波信号の同期位置を検波した場合には、ウェイト更新を行い、前記ウェイト更新を基にそれぞれ等化処理を行い、それぞれの等化処理出力を合成し、前記検波信号の同期位置を検波しない場合には、ウェイト更新を行わず、それぞれ等化処理を行い、それぞれの等化処理出力を合成することを特徴とするものである。

【 0 0 3 4 】

さらに本発明は、少なくとも1シンボルからなる既知のシンボルパターンが周期的に挿入された送信信号をダイバーシチ受信する受信方法であって、複数のア

ンテナにより前記送信信号を受信し、対応する前記アンテナからの受信信号に対して複数の検波手段により直交検波を行い、複数の前記検波手段より出力される検波信号に基づいて前記シンボルパターンを検出することによりシンボル同期位置の検波を行うステップにおいて、前記検波信号の同期位置を検波した場合には、それぞれ対応したウェイト更新を行い、前記ウェイト更新を基にそれぞれ等化処理を行い、それぞれの等化処理出力を合成し、前記検波信号の同期位置を検波しない場合には、それぞれ対応したウェイト更新を行わず、それぞれ等化処理を行い、それぞれの等化処理出力を合成することを特徴とするものである。

【 0 0 3 5 】

このような方法によれば、合成ダイバーシチ受信を行うことにより、フェージング伝搬路環境においても優れた受信品質を得られると共に、DSPの信号処理量を大幅に削減することができる。

【 0 0 3 6 】

また、本発明に係る受信方法において、前記ウェイト更新は、誤差電力最小アルゴリズムを用いて前記ウェイトを更新することを特徴とするものである。

【 0 0 3 7 】

このような構成によれば、誤差電力最小アルゴリズムを用いることにより、タップ係数の精度及び収束速度が良くなる。

【 0 0 3 8 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態について図面を参照しつつ説明する。

実施の形態 1 .

図 1 は、本実施の形態に係るシングルブランチを用いた受信装置の構成例を示すブロック図である。図 1 に示されるように、このブロック図は、アンテナ 2 0 1 と、検波部 2 0 2 と、等化処理部 2 0 3 と、データ判定回路 2 0 4 と、パイロットシンボルパターン発生回路 2 0 5 と、差分器 2 0 6 と、フレーム／シンボル同期回路 2 0 7 と、ウェイト制御回路 2 0 8 とから構成される。

【 0 0 3 9 】

なお、本実施の形態において、等化手段とは等化処理部 2 0 3 であり、シンボ

ルパターン発生手段はパイロットシンボルパターン発生回路 2 0 5 であり、誤差演算手段は差分器 2 0 6 であり、シンボルパターン同期手段はフレーム／シンボル同期回路 2 0 7 であり、ウェイト更新手段はウェイト制御回路 2 0 8 である。また、本実施の形態において、シンボルパターンは少なくとも 1 つのパイロットシンボルからなるパイロットシンボルパターンである。

【 0 0 4 0 】

次に、図 1 に示されるブロック図の動作について説明する。アンテナ 2 0 1 で受信された受信信号は、検波部 2 0 2 で直交検波され直交検波 I, Q 信号として等化処理部 2 0 3 とフレーム／シンボル同期回路 2 0 7 とウェイト制御回路 2 0 8 へ出力される。

【 0 0 4 1 】

ここで、等化処理部 2 0 3 について図 2 を用いて説明する。図 2 は、等化処理部の構成の一例を示すブロック図である。図 2 に示されるように、このブロック図は、 n サンプル遅延素子 1 0 1, 1 0 2 と、複素ウェイト乗算器 1 0 3, 1 0 4, 1 0 5 と、加算器 1 0 6 とから構成される。ここで、デジタル化された直交検波 I, Q 信号を $R(t)$ とする。

【 0 0 4 2 】

次に、図 2 に示されるブロック図の動作について説明する。 n サンプル遅延素子 1 0 1 は、 $R(t)$ を nT だけ遅延させた結果 $R(t - nT)$ を、 n サンプル遅延素子 1 0 2 と複素ウェイト乗算器 1 0 4 へ出力する。ここで、 T は A/D 変換された 1 サンプル分の時間を示す。 n サンプル遅延素子 1 0 2 は、 $R(t - nT)$ を nT だけ遅延させた結果 $R(t - 2nT)$ を、複素ウェイト乗算器 1 0 5 へ出力する。

【 0 0 4 3 】

複素ウェイト乗算器 1 0 3 は、 $R(t)$ とウェイト制御回路 2 0 8 からの複素ウェイト W_0 とを乗算した結果 $W_0 \cdot R(t)$ を加算器 1 0 6 へ出力する。同様に、複素ウェイト乗算器 1 0 4 は、 $R(t - nT)$ とウェイト制御回路 2 0 8 からの複素ウェイト W_1 とを乗算した結果 $W_1 \cdot R(t - nT)$ を、複素ウェイト乗算器 1 0 5 は、 $R(t - 2nT)$ とウェイト制御回路 2 0 8 からの複素ウェイト

トW2とを乗算した結果 $W2 \cdot R(t - 2nT)$ を、加算器106へ出力する。

【0044】

加算器106は、複素ウェイト乗算器103, 104, 105からの出力を加算した結果を等化出力 $G(t)$ として、データ判定回路204と差分器206へ出力する。等化出力 $G(t)$ は、以下のような式で表される。

【0045】

$G(t) =$

$$W0 \cdot R(t) + W1 \cdot R(t - nT) + W2 \cdot R(t - 2nT) \cdots (1)$$

【0046】

以上が等化処理部203の動作の一例である。データ判定回路204は、フレーム／シンボル同期回路207からのシンボルタイミングにおいて、送信QAMのシンボルマッピングのうち等化出力 $G(t)$ に最も近い値を復調データとして外部へ出力する。

【0047】

パイロットシンボルパターン発生回路205は、例えば参考文献1に記載されているように、16QAMのシンボルマッピングのうちパイロットシンボルパターンとして使用されている一点を参照パイロットシンボルパターンとして差分器206へ出力する。図3は、既知のパイロットシンボルのマッピング位置の一例を示す図である。図3に示すように、既知のパイロットシンボルのマッピング位置は、I/Q相共に正の最大値を取るよう配置されている。ここで、パイロットシンボルパターン数は従来よりも大幅に短い4シンボル以下で済む。更に、情報伝送効率を低下させることなくDSPの信号処理量を大幅に削減することができる。差分器206は、参照パイロットシンボルパターンから等化出力 $G(t)$ を減算した結果を、等化誤差 $E(t)$ としてウェイト制御回路208へ出力する。

【0048】

フレーム／シンボル同期回路207は、パイロットシンボルパターンに16QAMの最大振幅を与える点を用いることから、フレーム中の平均電力最大点をパイロットシンボル位置として、 $R(t)$ からフレームタイミング及びシンボルタ

イミングを検出し、フレームタイミングとシンボルタイミングをウェイト制御回路 2 0 8 とデータ判定回路 2 0 4 へ出力する。

【 0 0 4 9 】

ウェイト制御回路 2 0 8 は、フレームタイミングにおける等化誤差 $E(t)$ と $R(t)$ とから最適な複素ウェイト $W_0 \sim W_2$ を計算し、等化処理部 2 0 3 へ出力する。

【 0 0 5 0 】

ここで、最適な複素ウェイト $W_0 \sim W_2$ の計算方法について説明する。最適な複素ウェイト $W_0 \sim W_2$ を計算するために、LMS (Least Mean Square error) や RLS (Recursive Least Square) 等の誤差電力最小化アルゴリズムを用いる。例えば LMS は、以下の (2) 式のように示される。

【 0 0 5 1 】

$$W_n = W_n + \mu \cdot E(t) \cdot R(t - nT) \cdots (2)$$

【 0 0 5 2 】

(2) 式の μ は忘却係数であり 0 以上 1 以下の正数である。ウェイト制御回路 2 0 8 は、フレームタイミングで (2) 式の演算を 1 フレームに一度行う。ウェイト制御回路 2 0 8 は、本来送信している既知の参照パイロットシンボルパターンから等化出力 $G(t)$ を減算した等化誤差 $E(t)$ が最小となるように、各複素ウェイト W_0, W_1, W_2 の制御を行う。

【 0 0 5 3 】

受信したパイロットシンボルの位相と振幅は、無線伝搬路の変動により緩やかに変動する。無線伝搬路が変動しなければ複素ウェイトも変動しないので、パイロットシンボルパターンの後の情報シンボルにおいてはパイロットシンボルパターン受信時に更新した複素ウェイトをそのまま使用し等化することにより、情報シンボルの復調を行う。

【 0 0 5 4 】

上述した動作におけるウェイト制御回路によるウェイト更新は既知のシンボルのシンボル同期位置を検波する毎に行われ、従来、1 シンボル毎にウェイト更新を行っていたのと構成が異なっている。図 4 はその動作を示すフローチャートで

あり、受信（ステップ S 1）後、受信信号を直交検波し（ステップ S 2）、既知のシンボルのシンボル同期位置を検波したか否かを判断し（ステップ S 3）、検波した場合は（ステップ S 3、Y e s）、ウェイト更新を行い（ステップ S 4）、等化処理を行って（ステップ S 5）データ判定を行う（ステップ S 6）。ステップ S 3において、既知のシンボルのシンボル同期位置を検波していない場合は（ステップ S 3、N o）、ステップ S 4のウェイト更新を行わず、ステップ S 5の等化処理を行う。

【 0 0 5 5 】

本実施の形態では、遅延素子間隔 nT の 3 タップの構成について説明したが、タップ数は 2 タップ以上であれば何タップであっても、構成上の問題はない。遅延素子間隔 nT は、通常 $1/2$ シンボル時間程度が好ましいが、 $1/8$ サンプル以上 $1/2$ シンボル以下であれば同様の効果が期待できる。

【 0 0 5 6 】

実施の形態 2.

本実施の形態では、選択ダイバーシチ受信方式を用いる。図 5 は、本実施の形態に係る選択ダイバーシチを用いた受信装置の構成例を示すブロック図である。図 5 において、図 5 に示されるように、このブロック図は、アンテナ 2 0 1、2 0 1 A と、検波部 2 0 2、2 0 2 A と、等化処理部 2 0 3、2 0 3 A と、データ判定回路 2 0 4 と、パイロットシンボルパターン発生回路 2 0 5、2 0 5 A と、差分器 2 0 6、2 0 6 A と、フレーム／シンボル同期回路 2 0 7、2 0 7 A と、ウェイト制御回路 2 0 8、2 0 8 A と、選択出力回路 3 0 1 とから構成される。また、図 5 の 2 0 1 A ～ 2 0 3 A 及び 2 0 5 A ～ 2 0 8 A は、図 1 の 2 0 1 ～ 2 0 3 及び 2 0 5 ～ 2 0 8 と同様の構成である。

【 0 0 5 7 】

なお、本実施の形態において、検波手段は検波部 2 0 2、2 0 2 A であり、データ判定手段はデータ判定回路 2 0 4 であり、選択手段は選択出力回路 3 0 1 である。また、本実施の形態において、シンボルパターンは少なくとも 1 つのパイロットシンボルからなるパイロットシンボルパターンである。

【 0 0 5 8 】

次に、図 5 に示されるブロック図の動作について説明する。図 1 と同一符号は図 1 に示された対象と同一又は相当物を示しており、ここでの説明を省略する。このブロック図は、実施の形態 1 で説明した図 1 のブロック図からデータ判定回路 2 0 4 を除いたものを 2 つ並列に用意する。等化処理部 2 0 3 の等化出力 $G 1(t)$ 及び対応するフレーム／シンボル同期回路 2 0 7 からのフレームタイミングとシンボルタイミング、等化処理部 2 0 3 A の等化出力 $G 2(t)$ 及び対応するフレーム／シンボル同期回路 2 0 7 A からのフレームタイミングとシンボルタイミングは、選択出力回路 3 0 1 へ出力される。

【 0 0 5 9 】

選択出力回路 3 0 1 は、等化処理部 2 0 3 からの等化出力 $G 1(t)$ と等化処理部 2 0 3 A からの等化出力 $G 2(t)$ のうち品質の高い方を選択し、選択した等化出力とそれに対応するフレームタイミングとシンボルタイミングをデータ判定回路 2 0 4 へ出力する。データ判定回路 2 0 4 は、選択されたシンボルタイミングにおいて、送信 QAM のシンボルマッピングのうち、選択された等化出力に最も近い値を復調データとして外部へ出力する。

【 0 0 6 0 】

本実施の形態では、選択ダイバーシチのブランチ数を 2 本としたが、2 本以上で構成しても良い。

【 0 0 6 1 】

実施の形態 3.

本実施の形態では、合成ダイバーシチ受信方式を用いる。図 6 は、本実施の形態に係る合成ダイバーシチを用いた受信装置の構成例を示すブロック図である。図 6 に示されるように、このブロック図は、アンテナ 2 0 1, 2 0 1 A と、検波部 2 0 2, 2 0 2 A と、等化処理部 2 0 3, 2 0 3 A と、データ判定回路 2 0 4 と、パイロットシンボルパターン発生回路 2 0 5 と、差分器 2 0 6 と、フレーム／シンボル同期回路 2 0 7 と、ウェイト制御回路 2 0 8, 2 0 8 A と、加算器 4 0 1 とから構成される。また、図 6 の 2 0 1 A ~ 2 0 3 A 及び 2 0 8 A は、図 1 の 2 0 1 ~ 2 0 3 及び 2 0 8 と同様の構成である。

【 0 0 6 2 】

なお、本実施の形態において、検波手段は検波部 2 0 2, 2 0 2 A であり、等化手段は等化処理部 2 0 3, 2 0 3 A であり、データ判定手段はデータ判定回路 2 0 4 であり、シンボルパターン発生手段はパイロットシンボルパターン発生回路 2 0 5 であり、誤差演算手段は差分器 2 0 6 であり、シンボルパターン同期手段はフレーム／シンボル同期回路 2 0 7 であり、ウェイト更新手段はウェイト制御回路 2 0 8, 2 0 8 A であり、合成手段は加算器 4 0 1 である。また、本実施の形態において、シンボルパターンは少なくとも 1 つのパイロットシンボルからなるパイロットシンボルパターンである。

【 0 0 6 3 】

次に、図 6 に示されるブロック図の動作について説明する。図 6 において、図 1 と同一符号は図 1 に示された対象と同一又は相当物を示しており、ここでの説明を省略する。アンテナ 2 0 1 で受信された受信信号は、検波部 2 0 2 で直交検波され直交検波 I, Q 信号 $R_1(t)$ として等化処理部 2 0 3 とフレーム／シンボル同期回路 2 0 7 とウェイト制御回路 2 0 8 へ出力される。一方、アンテナ 2 0 1 A で受信された受信信号は、検波部 2 0 2 A で直交検波され直交検波 I, Q 信号 $R_2(t)$ として等化処理部 2 0 3 A とフレーム／シンボル同期回路 2 0 7 とウェイト制御回路 2 0 8 A へ出力される。

【 0 0 6 4 】

等化処理部 2 0 3 からの等化出力 $G_1(t)$ と等化処理部 2 0 3 A からの等化出力 $G_2(t)$ は、加算器 4 0 1 で加算され、その結果等化出力 $G_1(t) + G_2(t)$ は、データ判定回路 2 0 4 と差分器 2 0 6 へ出力される。

【 0 0 6 5 】

データ判定回路 2 0 4 は、フレーム／シンボル同期回路 2 0 7 からのシンボルタイミングにおいて、送信 QAM のシンボルマッピングのうち、等化出力 $G_1(t) + G_2(t)$ に最も近い値を復調データとして外部へ出力する。

【 0 0 6 6 】

差分器 2 0 6 は、パイロットシンボルパターン発生回路 2 0 5 が出力した参照パイロットシンボルパターンから等化出力 $G_1(t) + G_2(t)$ を減算した結果を、等化誤差 $E(t)$ としてウェイト制御回路 2 0 8 とウェイト制御回路 2 0

8 A へ出力する。

【0067】

フレーム／シンボル同期回路207は、 $R1(t)$ と $R2(t)$ を用いて最適なフレームタイミング及びシンボルタイミングを検出し、フレームタイミングとシンボルタイミングをウェイト制御回路208とウェイト制御回路208Aとデータ判定回路204へ出力する。

【0068】

ウェイト制御回路208は、等化出力 $G1(t) + G2(t)$ のフレームタイミングにおける等化誤差 $E(t)$ と $R1(t)$ とから最適なウェイト $W0 \sim W2$ を計算し、等化処理部203へ出力する。一方、ウェイト制御回路208Aは、等化出力 $G1(t) + G2(t)$ のフレームタイミングにおける等化誤差 $E(t)$ と $R2(t)$ とから最適なウェイト $W0 \sim W2$ を計算し、等化処理部203Aへ出力する。

【0069】

本実施の形態では、合成ダイバーシチのブランチ数を2本としたが、2本以上で構成しても良い。

【0070】

また、本実施の形態では、ウェイト制御回路が2つある場合について説明しているが、図7に示すようにウェイト制御回路は1つとしても良いことは言うまでもない。

【0071】

【発明の効果】

以上に詳述したように本発明によれば、PSI変調方式を用いたQAM変調方式の復調処理において、複素ウェイトの更新が1フレームに一度、パイロットシンボルパターン受信毎に行われることにより、フェージング等の緩やかな受信伝搬路の変動に追従することができる。また、遅延素子間隔を1/2シンボルとすることにより、最小でシンボルレートの2倍のオーバーサンプルレートとなり、DSPの信号処理量を大幅に削減することができる。また、既知のシンボルパターンのシンボル数を4以下とすることにより、情報伝送効率を低下させることな

く DSP の信号処理量を大幅に削減することができる。

【 0 0 7 2 】

例えば、シンボルレート 10 ksym/sec の受信信号を処理する場合、参考文献 1 のオーバーサンプルレートが 320 kHz であるのに対して、本発明のオーバーサンプルレートは 20 kHz であるため、信号処理量は単純に $1/16$ 倍で良いことになる。また、受信の A/D 変換におけるオーバーサンプルレートの低減により、回路及び消費電力の大幅削減が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本実施の形態 1 に係るシングルブランチを用いた受信装置の構成の一例を示すブロック図である。

【図 2】

等化処理部の構成の一例を示すブロック図である。

【図 3】

既知のパイロットシンボルのマッピング位置の一例を示す図である。

【図 4】

既知のシンボルのシンボル同期位置を検波する毎にウェイト更新を行う動作を示すフローチャートである。

【図 5】

本実施の形態 2 に係る選択ダイバーシチを用いた受信装置の構成の一例を示すブロック図である。

【図 6】

本実施の形態 3 に係る合成ダイバーシチを用いた受信装置の構成の一例を示すブロック図である。

【図 7】

実施の形態 3 においてウェイト制御回路を一つとした例を示すブロック図である。

【図 8】

PSI 変調方式のフレームフォーマットを示す図である。

【図 9】

パイロットシンボルと情報シンボルの関係を示す図である。

【図 1 0】

従来のフェージング歪み補償のための回路構成の一例を示す図である。

【図 1 1】

1 6 Q AMにおける直交復調前の送信アイパターンの一例を示す図である。

【図 1 2】

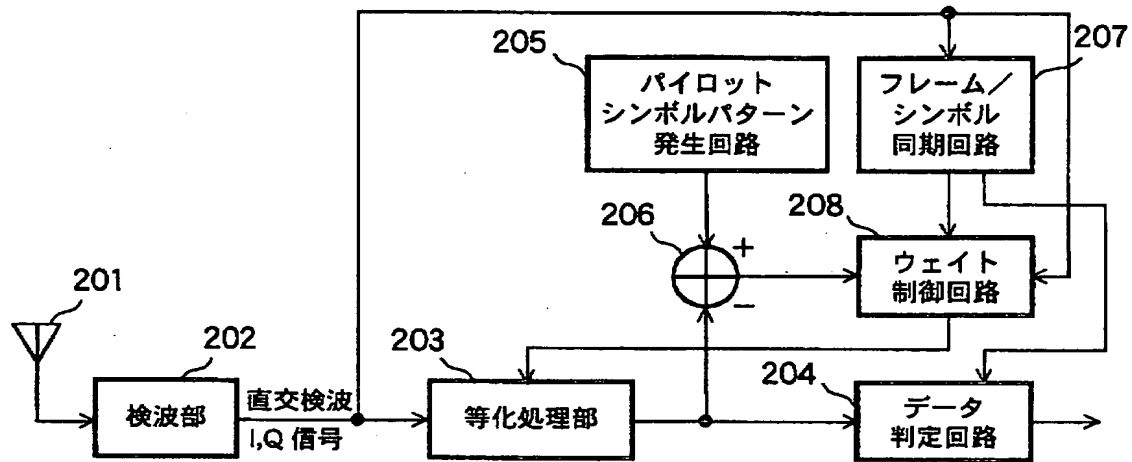
誤り率特性のシミュレーション結果の一例を示す図である。

【符号の説明】

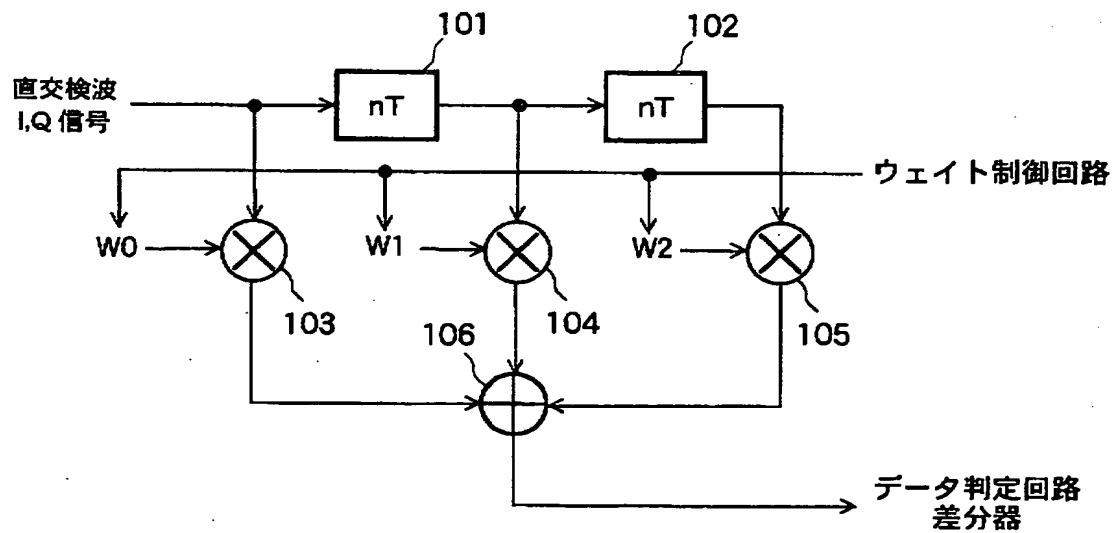
1 0 1, 1 0 2 n サンプル遅延素子、1 0 3, 1 0 4, 1 0 5 複素ウェイト乗算器、1 0 6 加算器、2 0 1, 2 0 1 A アンテナ、2 0 2, 2 0 2 A 検波部、2 0 3, 2 0 3 A 等化処理部、2 0 4 データ判定回路、2 0 5, 2 0 5 A パイロットシンボルパターン発生回路、2 0 6, 2 0 6 A 差分器、2 0 7, 2 0 7 A フレーム／シンボル同期回路、2 0 8, 2 0 8 A ウェイト制御回路、3 0 1 選択出力回路、4 0 1 加算器。

【書類名】 図面

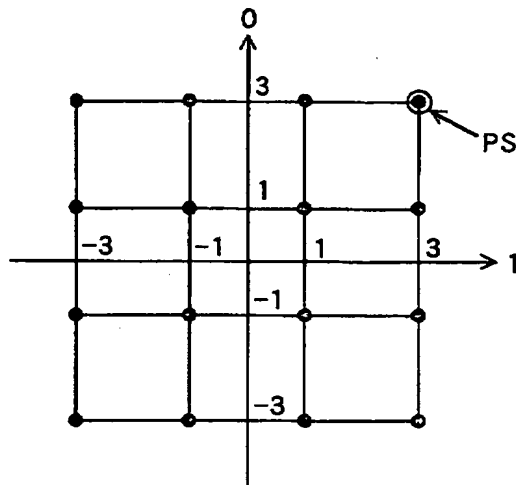
【図 1】



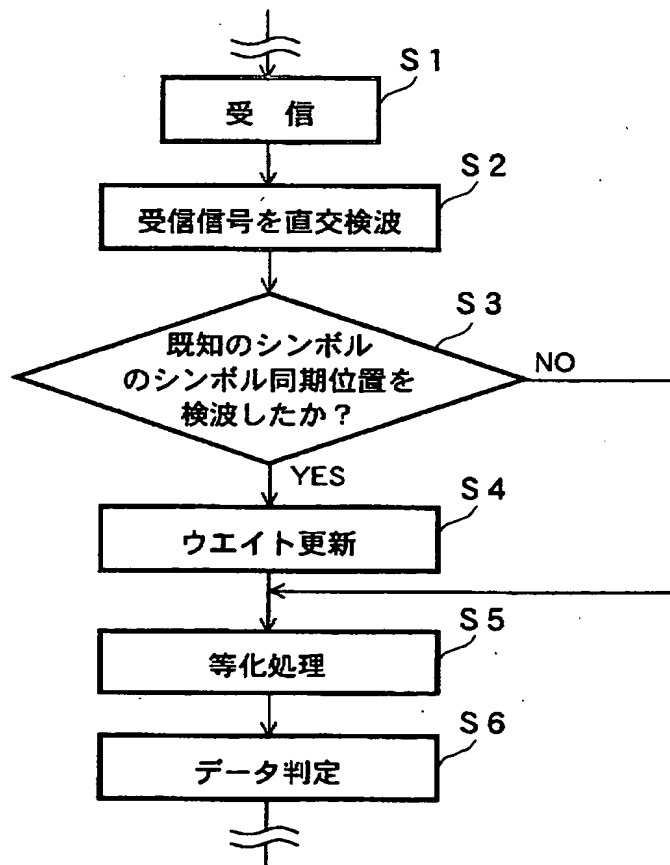
【図 2】



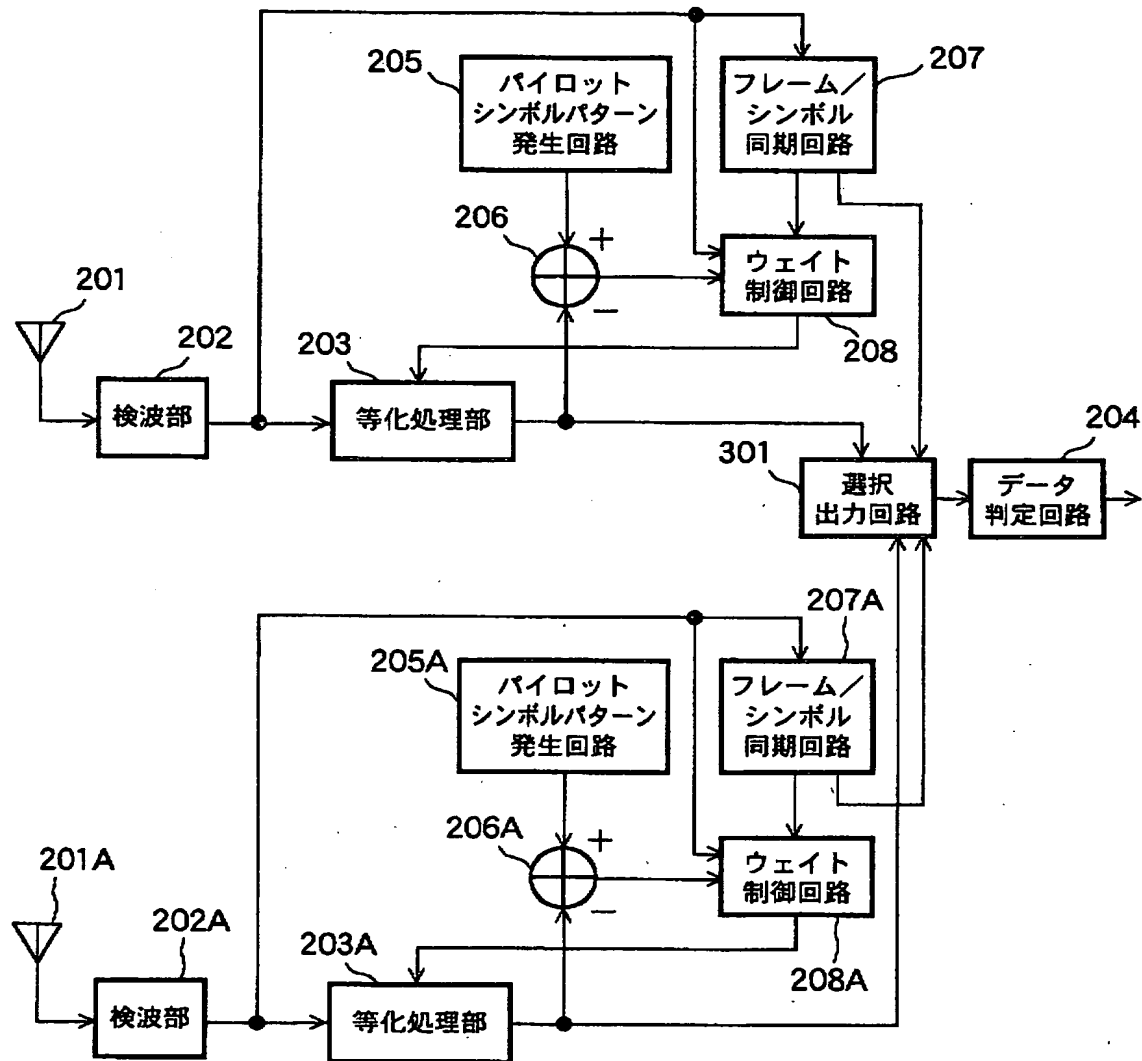
【図 3】



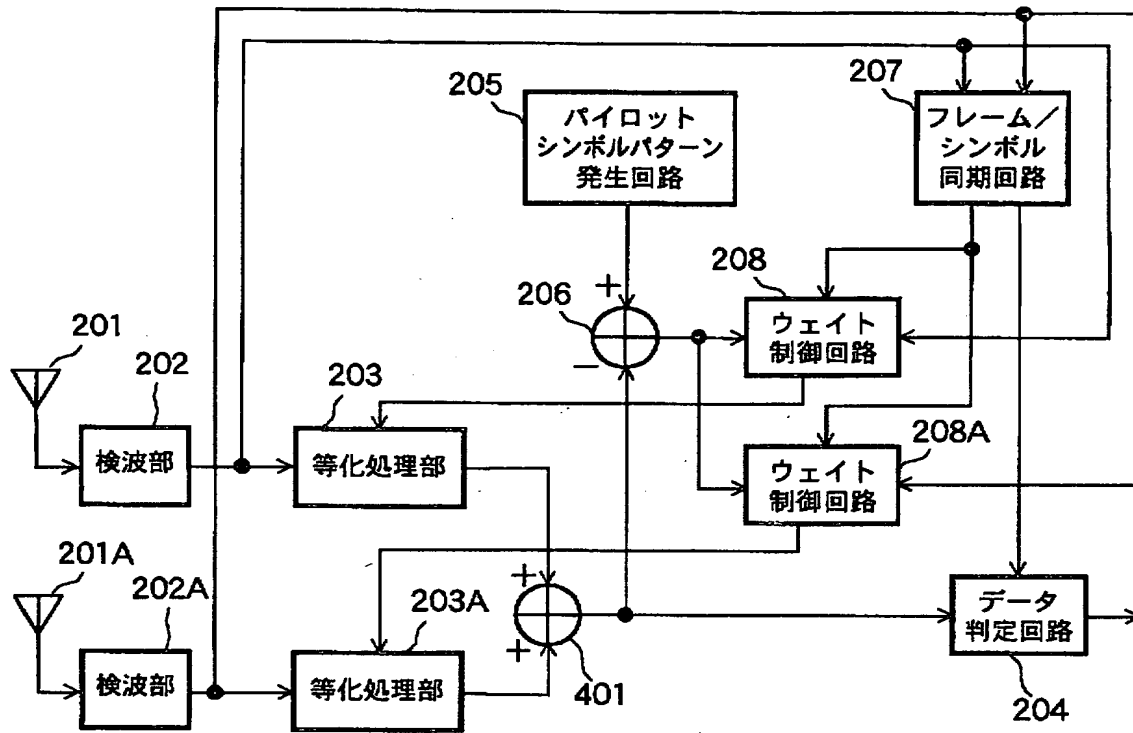
【図 4】



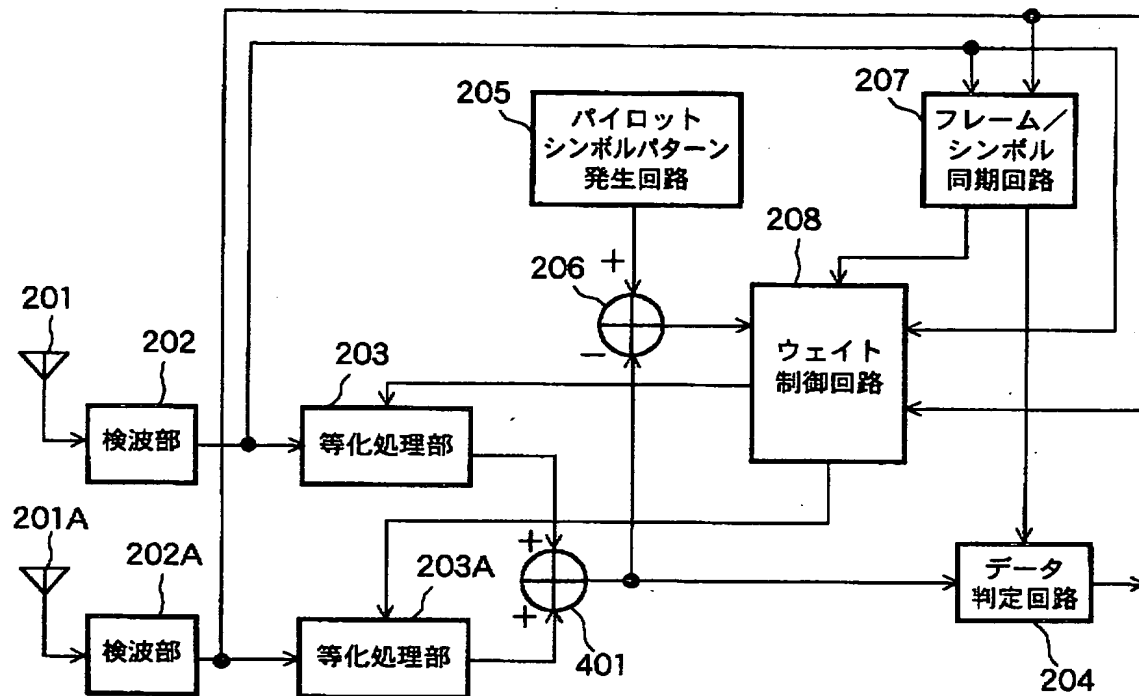
【図 5】



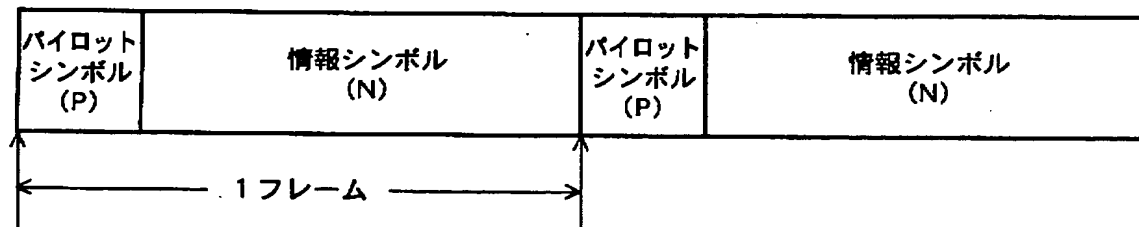
【図 6】



【図 7】

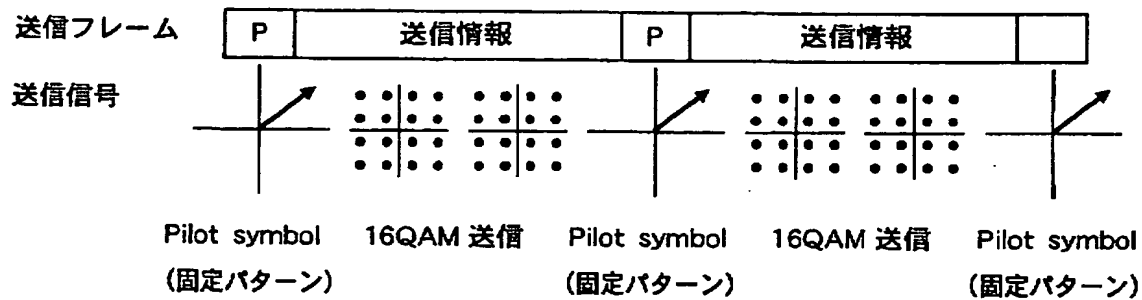


【図 8】

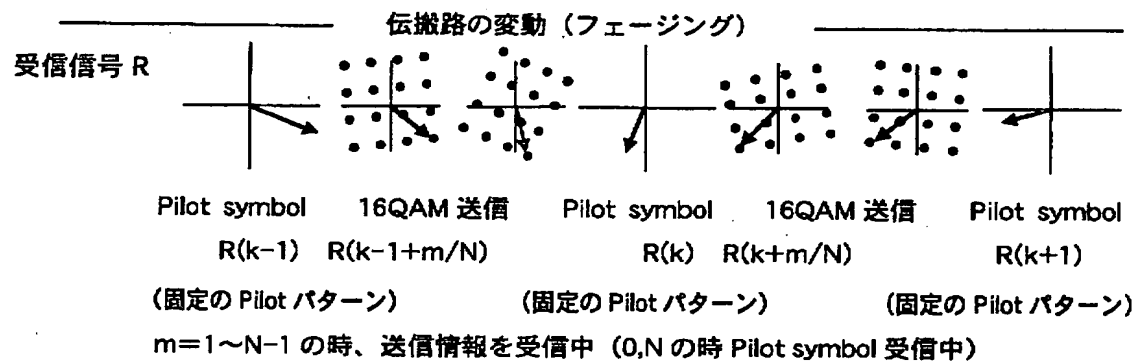


【図 9】

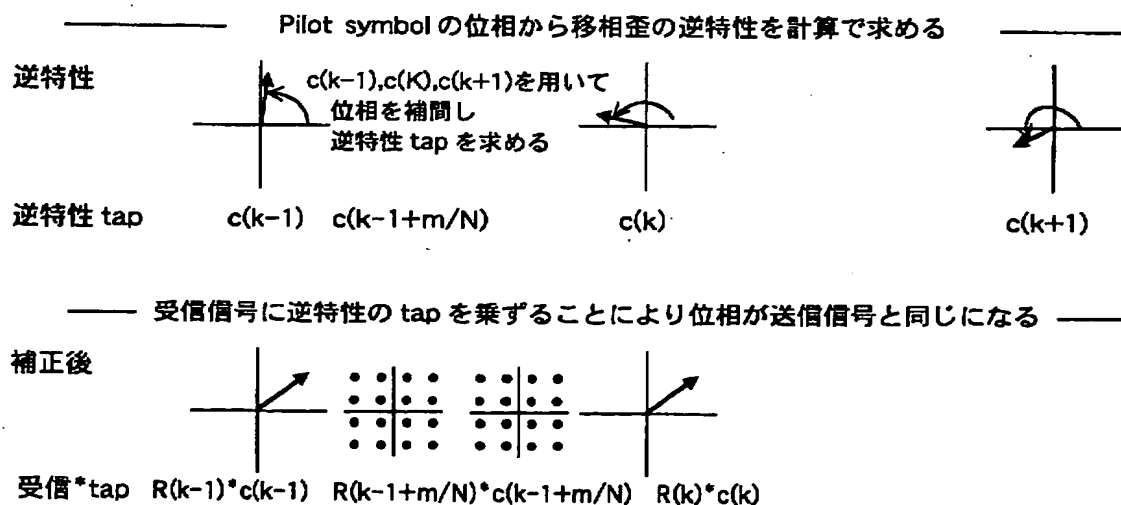
(a)



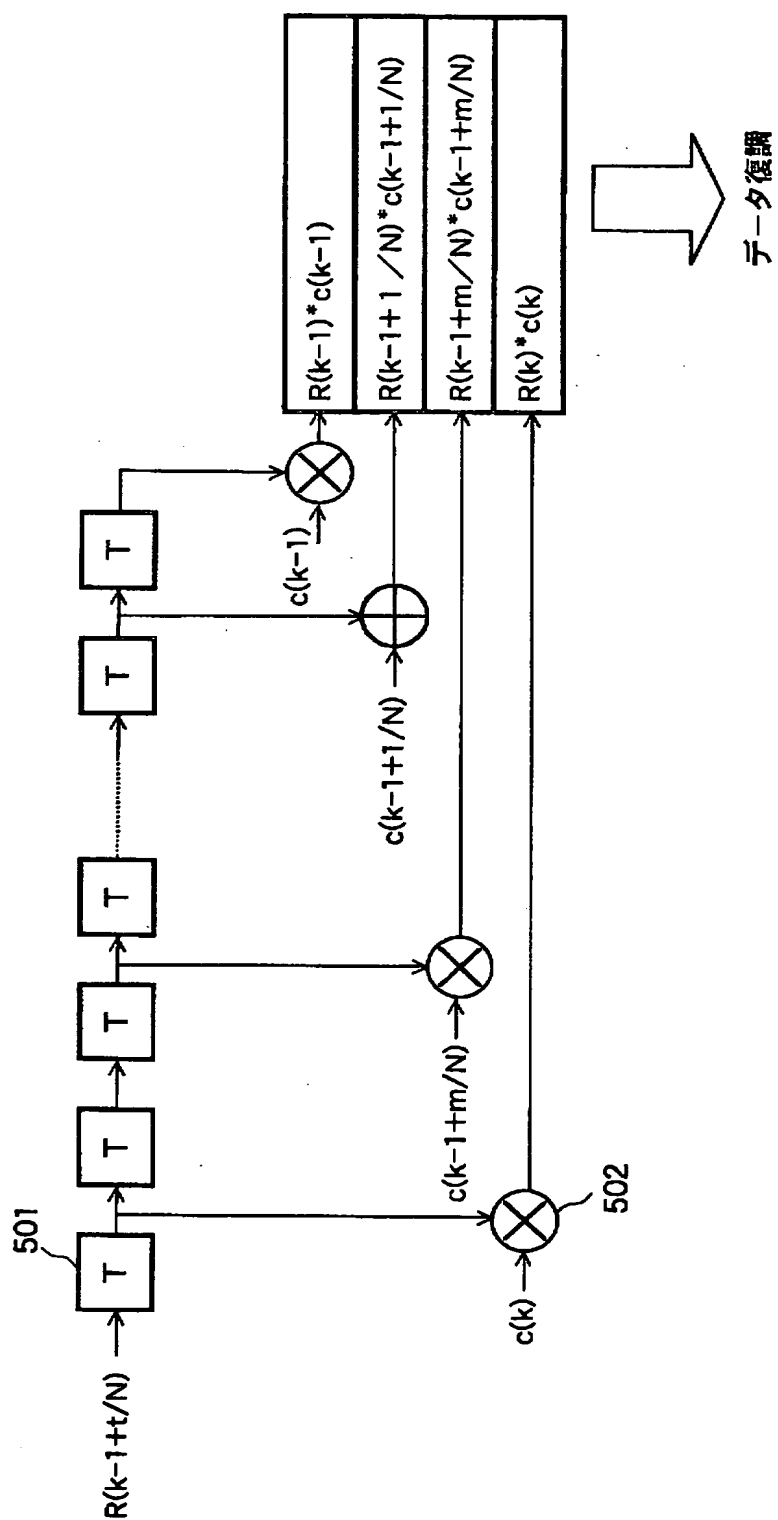
(b)



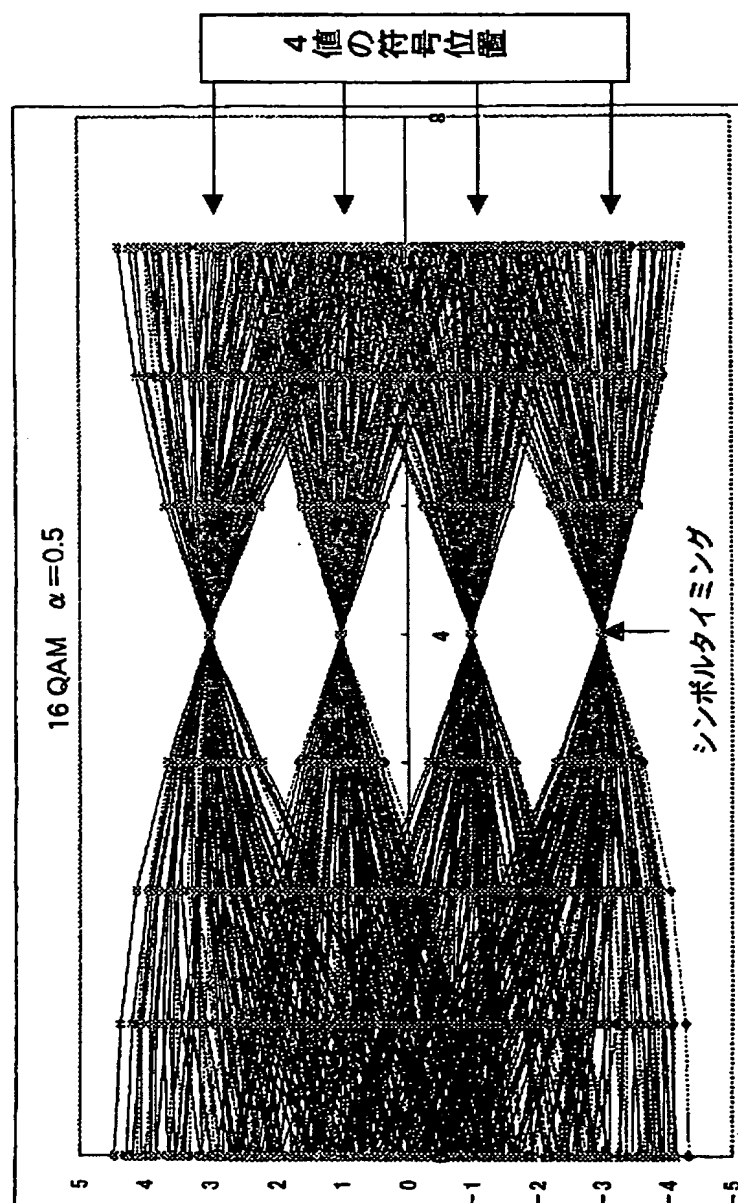
(c)



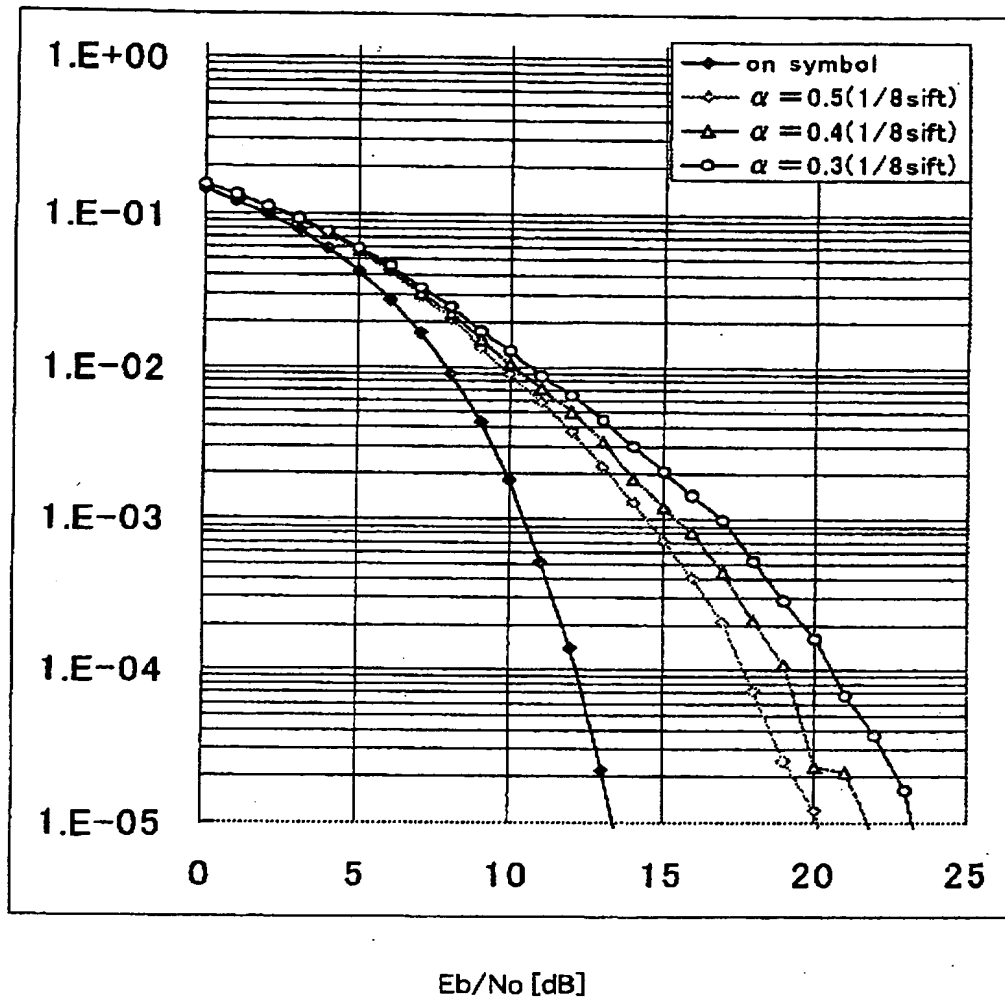
【図 1 0】



【図 11】



【図 12】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 QAM方式の問題点である高いオーバーサンプルレートでのシンボル同期及び復調処理の欠点を改善するため、低いオーバーサンプルレートでも誤り率特性の劣化が少ない等化装置及び受信装置を提供することを目的とする。

【解決手段】 少なくとも1シンボルからなる既知のシンボルパターンが周期的に挿入された送信信号を検波した検波信号に対して等化を行う等化装置であって、検波信号に基づいて前記シンボルパターンを検出することによりシンボルタイミングを再生するフレーム／シンボル同期回路207と、検波信号から一定間隔で取り出した信号及びウェイトを乗算することにより等化信号を得る等化処理部203と、シンボルパターンに等しい参照信号を発生するパイロットシンボルパターン発生回路205と、参照信号から等化信号を減算することにより等化誤差を得る差分器206と、シンボルパターンのタイミングにおける検波信号及び等化誤差に基づいてウェイトを更新するウェイト制御回路208とを備えた。

【選択図】 図1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2001-143878
受付番号	50100694191
書類名	特許願
担当官	第七担当上席 0096
作成日	平成13年 5月15日

<認定情報・付加情報>

【提出日】	平成13年 5月14日
-------	-------------

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000001122]

1. 変更年月日	2001年 1月11日
[変更理由]	名称変更
住 所	東京都中野区東中野三丁目14番20号
氏 名	株式会社日立国際電気